



Caractérisation du canal de propagation dans le contexte d'usine du futur

Albekaye Traoré, Hervé Boeglen, Sébastien Boria, Rodolphe Vauzelle

► To cite this version:

Albekaye Traoré, Hervé Boeglen, Sébastien Boria, Rodolphe Vauzelle. Caractérisation du canal de propagation dans le contexte d'usine du futur. Journées Nationales du Réseau Doctoral en Micro-nanoélectronique (JNRDM), May 2016, Toulouse, France. hal-01322632

HAL Id: hal-01322632

<https://hal.science/hal-01322632>

Submitted on 31 May 2016

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



Distributed under a Creative Commons Attribution - NonCommercial| 4.0 International
License



Caractérisation du canal de propagation dans le contexte d'usine du futur

Albekaye Traoré ¹⁻², Hervé Boeglen ¹, Sébastien Boria ², Rodolphe Vauzelle ¹

1 : XLIM UMR CNRS 7252

Université de Poitiers

86962 Futuroscope Cedex, France

2 : Airbus Group

1, rond-point Maurice Bellonte

31707 Blagnac Cedex, France

E-mail : albekaye.traore@univ-poitiers.fr

Résumé

Nos travaux de recherche s'inscrivent dans le contexte de l'usine du futur des lignes d'assemblages finaux du groupe Airbus. Ce projet vise à numériser et à automatiser le processus d'assemblage d'un avion à travers des robots collaboratifs, des robots autonomes, de la réalité augmentée, des outils connectés et des opérateurs humains. L'ensemble de ces agents doit échanger des commandes de gestion, de contrôle et de surveillance au sein d'un Réseau de Capteurs Sans Fil (RCSF) fiable, robuste et à faible latence. L'objectif de nos travaux vise à optimiser la qualité de service à travers la prédiction du comportement du canal de propagation en environnement industriel complexe afin de proposer un modèle de canal radio efficace. Le milieu industriel, bien qu'indoor, diffère des milieux indoors classiques. C'est pourquoi les approches classiques des RCSF ne peuvent pas être utilisées dans un tel milieu. En effet, l'architecture géométrique et les propriétés électriques de ce type de milieu introduisent de fortes perturbations électromagnétiques tel que le bruit impulsif dû aux équipements qui peuvent considérablement perturber la communication. Afin de s'adapter à ces perturbations et ainsi assurer un bon fonctionnement des technologies de communications sans fil, il est nécessaire de connaître précisément le canal de propagation. Pour caractériser efficacement un canal de propagation, on a recours soit à des campagnes de mesure, soit à des simulateurs. Dans ce papier, nous présentons la caractérisation du canal à travers une approche expérimentale. Cette méthode sera utilisée pour dimensionner efficacement le RCSF dans le contexte d'usine du futur.

1. Introduction

La miniaturisation croissante des équipements électroniques ainsi que les avancées techniques et technologiques opérées dans le domaine des télécommunications ont permis l'émergence des réseaux sans fil dans les milieux industriels. En effet, les systèmes câblés déployés pour les applications de surveillance et de contrôle sont généralement remplacés par les systèmes sans fil. La migration vers la technologie sans fil présente plusieurs avantages en milieu industriel en termes de flexibilité, de mobilité, du coût d'installation et de maintenance [1]. Ces avantages conjugués aux premiers résultats encourageants ont conduit certains grands groupes industriels à l'idée de l'usine du futur. Cette dernière consiste à numériser et à automatiser l'ensemble des processus au sein d'une usine à travers des robots collaboratifs, des robots autonomes, de la réalité augmentée, des outils connectés et des opérateurs humains. Toutes ces entités doivent communiquer au sein d'un réseau de capteurs sans fil. Cependant, la communication sans fil introduit inévitablement des retards et des pertes de paquets, qui peuvent dégrader les performances du système. De plus, les performances des systèmes de communication numériques sont fortement liées aux paramètres large bande du canal tels que la dispersion des retards et la bande de cohérence. Pour déployer un réseau sans fil, la connaissance du comportement de ces paramètres du canal est nécessaire. Pour ce faire, on a recours soit à des campagnes de mesure, soit à des simulateurs. Dans ce papier, l'approche retenue est celle des campagnes de mesure.

L'approche expérimentale ou campagnes de mesure consiste à sonder le canal de propagation avec des outils capables de mesurer l'une des fonctions du système de

Bello [2] ; généralement, la réponse impulsionnelle ou la réponse fréquentielle. Globalement, il existe deux familles de méthodes de sondage du canal à savoir les méthodes temporelles et les méthodes fréquentielles. Les méthodes temporelles utilisent le sondage par impulsions [3], par filtrage adapté [4] et par corrélation glissante [5]. Dans le domaine fréquentiel, les techniques utilisées sont basées sur le balayage de fréquence pas à pas [6] et linéaire [7].

Dans ce papier, nous présentons un sondeur de canal basé radio logicielle. Son principe repose sur la technique de multiplexage fréquentiel OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing, OFDM) qui consiste à subdiviser le canal en plusieurs sous-porteuses dans but de contrer la sélectivité fréquentielle des systèmes numériques haut débit. Dans la technique OFDM, un certain nombre de symboles pilotes connus par le récepteur est utilisé pour estimer le canal. Plus le nombre de ces derniers est important, meilleure sera l'estimation du canal. Dans notre système de sondage de canal, nous remplaçons l'ensemble de données par des pilotes. Ainsi, nous aurons une estimation de canal plus précise. Ce sondeur présente plusieurs avantages comparés aux sondeurs basés sur l'analyseur de réseau vectoriel, les générateurs d'impulsions ou les générateurs Pseudo Aléatoire en termes de coût des dispositifs. De plus, notre sondeur peut facilement être embarqué sur tout équipement mobile.

Dans ce papier, nous rappelons, dans la section 2, les méthodes de sondage de canal dans le domaine temporel et fréquentiel. Ensuite, nous décrivons, dans la section 3, le sondeur développé et les conditions de mesures. La section 4 présente les résultats de mesures à travers la réponse impulsionnelle et les paramètres large bande du canal. Enfin, dans la section 5, la conclusion et quelques perspectives sont données.

2. Méthodes de sondage de canal

Le but du sondage de canal est d'évaluer la réponse impulsionnelle (RI) du canal $h(\tau, t)$ en fonction du retard τ , et éventuellement son évolution temporelle, ce qui est caractérisé par la variable t . Avant de présenter notre sondeur, nous faisons un bref rappel des méthodes de sondage du canal.

2.1. Méthodes temporelles

Dans le domaine temporel, le sondage consiste à émettre un signal d'excitation large bande. De cette façon, le récepteur traite simultanément des signaux de fréquences différentes, permettant ainsi de raccourcir le temps de mesure. Plusieurs méthodes ont été développées selon ce principe parmi lesquelles nous décrivons, dans ce qui suit, la mesure par impulsion [3] et la mesure par corrélation glissante [8].

La mesure par impulsion est une mise en application de l'opération de convolution reliant le signal $s(t)$ reçu au signal $e(t)$ émis. Dans ce cas, si le signal émis $e(t)$ correspond à une impulsion de type Dirac, le signal reçu $s(t)$ est directement proportionnel à la réponse impulsionnelle $h(\tau, t)$. D'un point de vue pratique, cette technique nécessite de disposer d'un système d'acquisition très rapide, capable d'échantillonner les

signaux reçus à au moins deux fois la bande d'analyse. On utilise généralement un oscilloscope à échantillonnage numérique comme récepteur. Le principal avantage de cette technique est son faible temps d'acquisition qui lui permet ainsi d'étudier des canaux variant rapidement dans le temps. Cependant, elle présente plusieurs limites. Tout d'abord, la dynamique du système est limitée par les générateurs d'impulsions qui présentent une puissance crête limitée et par les filtres à large bande qui introduisent des interférences. D'autre part, le rapport signal sur bruit (Signal Noise Ratio, SNR) se voit très affecté, car la génération d'une impulsion très brève sollicite une forte puissance de très courte durée suivie d'une période d'inactivité. La puissance moyenne résultante sera faible et donc le SNR aussi. Enfin, il est délicat d'utiliser cette technique pour de grandes distances ou en configuration NLOS (Non Line Of Sight, NLOS).

Afin de pallier au faible SNR, on a recours à la mesure par corrélation glissante. Cette technique connue sous le nom de corrélateur de Cox [5] repose sur les propriétés des fonctions d'autocorrélation des séquences Pseudo Aléatoire (PA) à longueur maximale. Dans cette technique, deux générateurs de séquences PA identiques de longueur L sont intégrés dans le système. La première séquence $c(t)$ est générée à l'émission et transposée à la fréquence d'étude avant d'être émise. À la réception, une légère différence de débits entre les séquences $c(t)$ et $c'(t)$ (la séquence générée à la réception) permet d'effectuer une corrélation glissante entre le signal reçu et la séquence $c'(t)$. Lorsque les deux séquences se trouvent en phase, un pic de corrélation est observé. Ce pic correspond à l'arrivée d'un trajet de la réponse impulsionnelle. Le glissement permet de caractériser complètement le canal de propagation en balayant toute la réponse impulsionnelle. La réponse impulsionnelle obtenue est dilatée d'un facteur k dans le domaine temporel et compressée de ce même facteur dans le domaine fréquentiel. Cette compression permet d'utiliser des filtres plus étroits en réception, ce qui améliore la dynamique. Bien que les sondeurs temporels à corrélation présentent les avantages d'une dynamique élevée de la réponse impulsionnelle, et d'un fonctionnement temps réel possible, ils présentent certains inconvénients. En effet, leur implémentation s'avère complexe et la réponse mesurée dépend largement des performances des composants du sondeur. En outre, ils nécessitent une très bonne synchronisation entre l'émetteur et le récepteur.

2.2. Méthodes fréquentielles

Dans ce cas, le principe est simple, il consiste à échantillonner la fonction de transfert du canal $H(f, t)$ en émettant un signal bande étroite à fréquence fixe et en mesurant l'affaiblissement et la phase relative du signal reçu. En pratique, on divise la bande d'analyse en N échantillons séparés d'un pas fréquentiel Δf . Pour calculer la réponse impulsionnelle $h(\tau, t)$, on applique tout simplement la transformée de Fourier inverse sur la fonction de transfert $H(f, t)$. Deux techniques sont généralement utilisées dans le domaine fréquentiel à savoir le balayage pas à pas [9] et le balayage linéaire [10].

Le balayage pas à pas repose sur l'utilisation d'un analyseur de réseau vectoriel (Vector Network Analyser, VNA). Cet outil est initialement dédié à la caractérisation des quadripôles hyperfréquences par la mesure des paramètres S . Pour sonder un canal, on connecte le port 1 du VNA à l'antenne d'émission et le port 2 à celle de réception. La fonction de transfert du canal est déterminée en mesurant le paramètre S_{21} qui représente le coefficient de transmission entre les deux antennes. Généralement, on balaye la bande d'analyse par un signal sinusoïdal. Le signal reçu est transposé en fréquence intermédiaire pour être analysé à travers un filtre passe-bande centré sur une fréquence fixe. Cette technique permet de balayer une très large bande du spectre et offre des performances élevées en termes de résolution et de dynamique. Toutefois, elle impose l'invariance du canal de propagation durant le temps de balayage qui est proportionnel au nombre de points d'analyse (longueur de la réponse impulsionnelle) et de la bande analysée. Ce facteur conjugué à la faible couverture en distance de mesures (car le VNA est à la fois l'émetteur et le récepteur) limitent l'utilisation de cette technique au milieu indoor. En outre, l'étude Doppler s'avère délicate à cause du temps de mesure de cette technique.

Pour répondre au problème de durée d'acquisition du VNA, on utilise le balayage linéaire qui consiste à effectuer une compression fréquentielle permettant, à la fois, une réduction de la fréquence d'échantillonnage du système d'acquisition et de la bande de bruit. Le signal de sondage n'est plus une sinusoïde pure, mais une rampe de fréquence, appelée chirp [11]. La réponse impulsionnelle du canal peut se calculer soit par corrélation du signal reçu avec une réplique du signal émis, soit par le principe de mélangeur et filtrage passe-bas entre le chirp émis et un chirp généré au niveau du récepteur. Dans le second cas, on mesure non pas la réponse impulsionnelle, mais la fonction de transfert variant dans le temps. Cette technique offre les mêmes avantages que la technique de corrélation glissante, mais elle s'opère dans le domaine fréquentiel. Théoriquement, la résolution temporelle correspond à l'inverse de la bande analysée après calibrage de la réponse fréquentielle. Cependant, cette résolution est dégradée par la nécessité de fenêtrer le signal issu de la mesure afin d'effectuer la transformée de Fourier. Ce fenêtrage déterminera par conséquent la dynamique et la résolution temporelle du système de mesures.

3. Méthode proposée

Dans cette section, nous commençons par décrire notre système de sondage de canal. Pour ce faire, nous effectuons un bref rappel de la technique OFDM. Ensuite, nous présentons notre banc de mesure ainsi que les conditions de mesures.

3.1. Description du sondeur

Comme souligné dans l'introduction, notre sondeur est basé sur la technique OFDM. Il entre donc dans la catégorie des sondeurs par méthode fréquentielle. De ce fait, nous décrivons brièvement cette technique avant la description du sondeur.

Les systèmes numériques haut débit comme le Wifi, la 4G ou la DVB-T sont soumis à la sélectivité fréquentielle du canal qui conduit à une dégradation significative du Taux d'Erreur Binaire (TEB). Pour faire face à cette sélectivité, on a recours à la technique de multiplexage fréquentiel OFDM. Cette technique consiste à diviser le canal en plusieurs sous-porteuses indépendantes. Ainsi chaque sous-porteuse voit l'influence du canal se résumer à un coefficient complexe (amplitude et phase). Finalement, vu de chaque sous-porteuse le canal n'est plus sélectif en fréquence. La conception d'un système OFDM peut se résumer par les deux équations suivantes :

$$\Delta f \ll B_c \quad (1)$$

$$T_{S,MC} \ll T_c \quad (2)$$

Avec B_c et T_c respectivement la bande et temps de cohérence du canal, Δf la largeur de bande d'une sous-porteuse OFDM et $T_{S,MC}$ la durée d'un symbole OFDM. Le système OFDM sera robuste vis-à-vis d'un canal sélectif en temps et en fréquence, si on respecte ces deux contraintes.

L'utilisation de modulations cohérentes (PSK, QAM) dans la transmission OFDM nécessite un procédé d'estimation de canal qui est le plus souvent réalisé par l'insertion de symboles pilotes connus du récepteur dans les données transmises par les symboles OFDM [12]. Plus le nombre de symboles pilotes est important, meilleure sera l'estimation, mais ceci sera au détriment du rendement de transmission. Ce fonctionnement correspond à un système de transmission OFDM classique comprenant des données (inconnues du récepteur) et des pilotes (pour estimer le canal). C'est à partir de ces principes de base que nous avons conçu le système de sondage de canal que nous décrivons maintenant.

Le principe de notre système de sondage consiste à remplacer l'ensemble des données par des pilotes. Ainsi, le système OFDM se résume à une opération d'échantillonnage en fréquence (Δf) et en temps ($T_{S,MC}$) du canal. On obtient ainsi la fonction de transfert du canal $H(f, t)$ comme illustrée sur la Figure 1. A partir de cette dernière, on détermine la réponse impulsionnelle $h(\tau, t)$ du canal en utilisant une transformée de Fourier inverse.

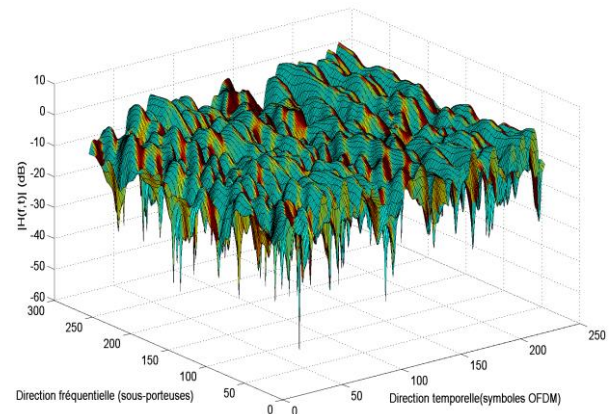


Figure 1. Fonction de transfert de canal $H(f, t)$ obtenue sur une transmission OFDM

La mise en œuvre pratique de ce concept a été à permise grâce à l'utilisation d'équipements de radio logicielle. Nous générons à l'aide d'un programme informatique un signal de test qui est un paquet OFDM constitué d'un entête utilisable par les algorithmes de

synchronisation (détection du début du paquet et correction de fréquence) et d'un certain nombre de symboles OFDM. Ce signal bande de base est ensuite modulé sur fréquence porteuse par l'équipement de radio logicielle. Comme on peut le constater sur la Figure 2, ce signal est envoyé périodiquement sur le canal. Ce type de transmission par paquet est celle utilisée dans le WiFi. Le signal est ensuite reçu via un deuxième équipement de radio logicielle et traité pour obtenir les fonctions de transfert et donc la réponse impulsionnelle du canal. La Figure 3 présente la structure du dispositif.

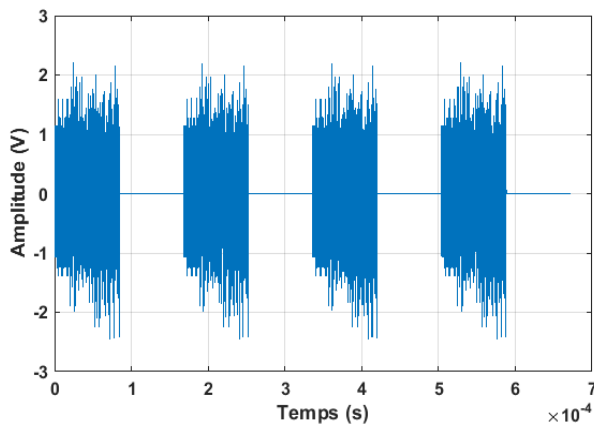


Figure 2. Signal de test OFDM utilisé par le sondeur

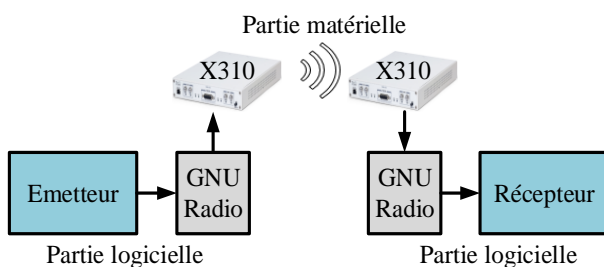


Figure 3. Sondeur de canal basé radio logicielle

La principale limite de la méthode a été jusqu'à une date récente la fréquence d'échantillonnage relativement faible (10 MHz) de ces équipements essentiellement limitée par le taux de transfert des données entre le système radio et l'ordinateur. L'introduction d'équipements plus performants atteignant des taux de transfert de l'ordre de 100 Méc/s permet à cette technique de sondage de canal d'attendre des niveaux de précision habituellement rencontrés sur des équipements de mesure bien plus coûteux.

3.2. Dispositifs et conditions de mesures

Notre banc de mesure, comme illustré sur la Figure 4, est constitué de :

- Deux stations de travail mobiles HP ZBook 17 G2 avec un processeur Intel Core i7 ;
- Deux radios logicielles de type USRP X310 avec une carte RF CBX-120 fonctionnant dans la bande 1,2 GHz à 6 GHz avec une bande passante instantanée pouvant atteindre 120 MHz ;
- Deux antennes omnidirectionnelles verticales VERT2450 double bande (2,4 à 2,48 GHz et 4,9 à 5,9 GHz) avec 3 dBi de gain ;

- Deux câbles SMA de 1 m reliant les antennes aux USRP ;
- Deux cartes PCIe Express permettant d'interfacer les stations de travail aux USRP.

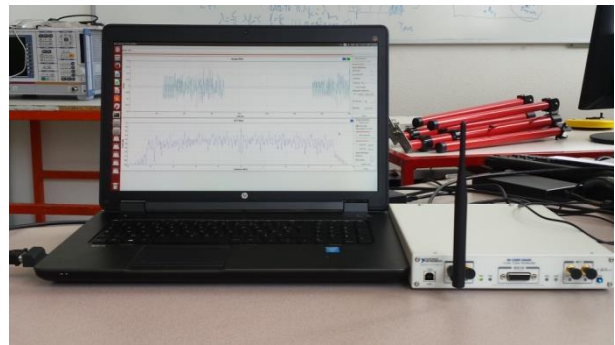


Figure 4. Banc de mesures

Les mesures ont été réalisées dans un couloir du laboratoire XLIM (site de Poitiers) dont les façades sont en placo-plâtre d'une épaisseur de 15 cm. Il a une longueur de 19,95 m, une largeur de 1,80 m et une hauteur de 2,50 m. Les antennes émettrice et réceptrice sont fixées au centre du couloir en visibilité directe sur un support de 1,2 m. La distance entre les deux antennes est de 15 m. La Figure 5 illustre la configuration décrite. Les mesures ont été effectuées sur une largeur de bande de 40 MHz autour de 2,45 GHz et 5,8 GHz. Par conséquent, la résolution temporelle est de 25 ns tandis que le retard maximal mesurable est 3 μ s.

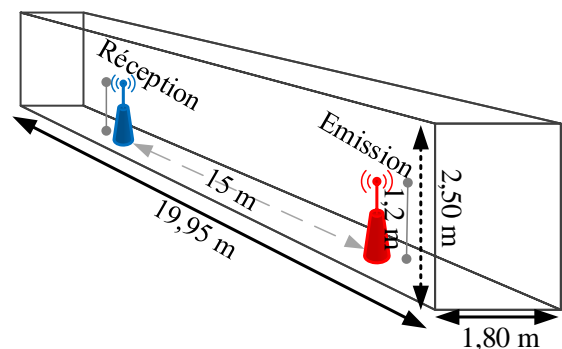


Figure 5. Configuration des mesures

Pour valider notre système de sondage de canal, nous avons réalisé des mesures avec VNA sur une largeur de bande de 40 MHz autour de 2,3 GHz dans les mêmes configurations (cf. Figure 5).

4. Résultats

Dans cette section, nous commençons par analyser et interpréter les données reçues. Ensuite, nous procéderons à l'estimation du canal de propagation à partir de la réponse impulsionnelle.

4.1. Analyses et interprétations de données reçues

La Figure 6 illustre le paquet OFDM avant et après transmission dans les domaines temporel et fréquentiel. Dans le domaine temporel, les échantillons du début du paquet jusqu'à la ligne verte sont constitués d'entêtes nécessaires à la synchronisation, et le reste du paquet correspond aux données générées aléatoirement. Le spectre du paquet reçu n'est pas plat, ce qui est un

indicateur de la sélectivité fréquentielle du canal. De plus, nous remarquons une atténuation de la puissance du paquet reçu due aux propriétés du canal de propagation. Dans ce qui suit, nous allons estimer les caractéristiques de notre canal de propagation à partir de la réponse impulsionnelle.

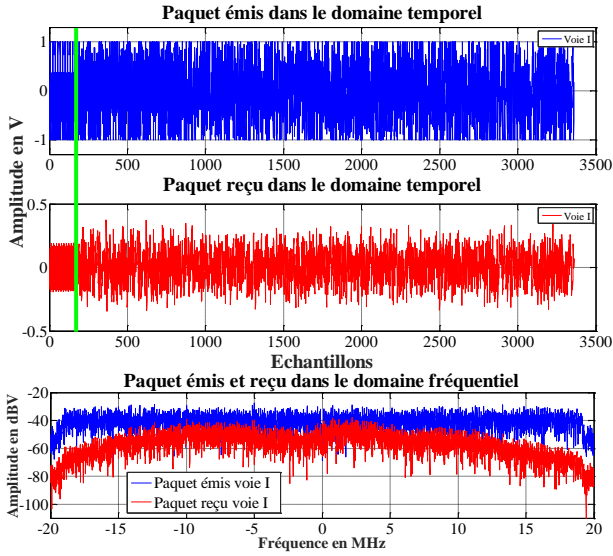


Figure 6. Paquets OFDM émis et reçu

4.2. Estimation du canal

Pour connaître les caractéristiques d'un canal de propagation, on analyse la réponse impulsionnelle qui permet de distinguer les différents échos en fonction de leur retard de propagation. Dans notre cas, elle est obtenue, dans notre cas, en appliquant la transformée de Fourier inverse sur la réponse fréquentielle complexe mesurée par le sondeur. Les Figures 7 et 8 illustrent la réponse impulsionnelle du canal présenté dans le paragraphe 3.2 sur une microseconde avant seuillage à la fréquence de 2,45 GHz puis de 5,8 GHz. Nous remarquons que les deux réponses impulsionnelles du canal se décomposent en clusters arrivant l'un après l'autre selon une décroissance exponentielle de la puissance : elles suivent le modèle de Saleh et Valenzuela [13].

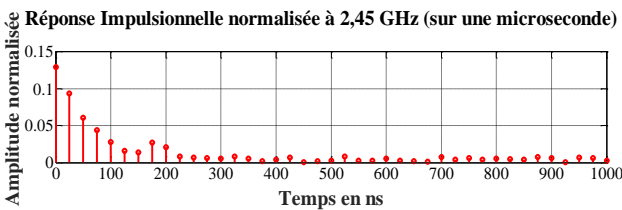


Figure 7. Réponse impulsionnelle du canal à 2,45 GHz

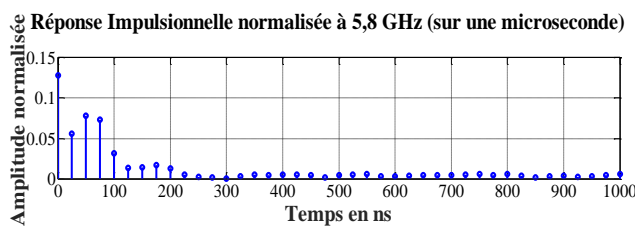


Figure 8. Réponse impulsionnelle du canal à 5,8 GHz

À partir de ces réponses impulsionnelles, on détermine les caractéristiques du canal à travers la dispersion des

retards (Root Mean Square delay, RMS) et la bande de cohérence.

La dispersion des retards est un paramètre significatif pour l'analyse du risque d'interférence inter-symboles. Elle représente le moment d'ordre 2 du profil en puissance des retards (Power Delay Profile, PDP) qui est la répartition de puissance en fonction des retards τ . Son évaluation (équation 5) nécessite donc celle du retard moyen $\bar{\tau}$ (équation 4) et du PDP (équation 3).

$$P(\tau) = |h(\tau, t)|^2 \quad (3)$$

$$\bar{\tau} = \frac{\int_0^{\tau_{max}} \tau P(\tau) d\tau}{\int_0^{\tau_{max}} P(\tau) d\tau} \quad (4)$$

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\frac{\int_0^{\tau_{max}} (\tau - \bar{\tau})^2 P(\tau) d\tau}{\int_0^{\tau_{max}} P(\tau) d\tau}} \quad (5)$$

La dispersion des retards se caractérise également par une corrélation plus ou moins importante entre les différentes composantes spectrales dans le domaine fréquentiel. Pour quantifier cette dépendance fréquentielle, on définit la bande de cohérence qui correspond à la bande de fréquence sur laquelle les composantes du signal sont affectées de la même manière. Elle est définie à partir de l'autocorrélation de la fonction de transfert du canal, mais peut aussi être estimée à partir de la dispersion des retards. Une évaluation approchée de cette bande de cohérence peut être effectuée grâce à l'équation 6 :

$$B_{c,50\%} \approx \frac{1}{5\tau_{RMS}} \quad (\text{seuil à 50\%}) \quad (6)$$

La connaissance de l'un des deux paramètres est nécessaire pour calibrer les systèmes de communication et ainsi éviter les problèmes d'interférence inter-symboles. Plus précisément, si le temps symbole du système considéré est respectivement supérieur ou 5 fois inférieur à la dispersion des retards, le canal sera non sélectif ou sélectif en fréquence (interférence inter-symboles). En outre, si la bande d'analyse est inférieure à la bande de cohérence, le canal est considéré comme non sélectif en fréquence. Dans le cas contraire, le canal est considéré comme sélectif en fréquence.

Le tableau 1 présente la dispersion des retards et la bande de cohérence avec un seuil à 50% du canal sondé via notre système de sondage et le VNA. De plus, nous confrontons ces résultats à d'autres travaux de la littérature réalisés avec le VNA dans des couloirs et conditions similaires au nôtre. À noter que nos réponses impulsionnelles ont été seuillées à -20 dB par rapport au trajet le plus puissant de ces dernières avant de calculer la dispersion des retards. Globalement, nous remarquons que nos résultats sont cohérents comparés à ceux de la littérature. Aussi, les résultats obtenus avec notre sondeur sont dans le même ordre de grandeur que les résultats du VNA. Cela valide le bon fonctionnement de notre sondeur de canal radio logicielle.

	Fréquence	τ_{RMS}	$B_{c,50\%}$
Mesure sondeur	2,45 GHz	41,10 ns	4,86 MHz
	5,8 GHz	30,92 ns	6,46 MHz
Mesure VNA	2,3 GHz	39,44 ns	5,07 MHz
[14]	3,5 GHz	61 ns	3,27 MHz
[15]	2,1 GHz	32,19 ns	6,21 MHz

Table 1. Dispersion des retards et bande de cohérence

Notre bande d'analyse est de 40 MHz et les bandes de cohérence mesurées à 2,45 GHz et à 5,8 GHz sont respectivement 4,86 MHz et 6,46 MHz, donc le canal sondé est sélectif en fréquence. La sélectivité fréquentielle du canal est un phénomène souvent rencontré dans les milieux industriels, et donc dans les usines du futur.

5. Conclusion

Dans ce papier, nous avons proposé une méthode de sondage de canal basée sur un sondeur utilisant la technique de modulation OFDM. Après avoir rappelé les méthodes de sondage de canal à savoir les méthodes temporelles et fréquentielles, nous avons sondé un canal de propagation via notre méthode. Les résultats de cette expérimentation nous ont fourni des informations sur le comportement du canal à travers deux paramètres large bande : la dispersion des retards et la bande de cohérence. Les dispersions des retards à 2,45 GHz et à 5,8 GHz sont respectivement 41,10 ns et 30,92 ns. La bande de cohérence à 2,45 GHz est de 4,86 MHz et celle à 5,8 GHz est de 6,46 MHz. Ces valeurs de bande de cohérence sont très petites par rapport à la bande d'analyse (40 MHz), donc le canal étudié est sélectif en fréquence.

Notre sondeur radio logicielle est particulièrement adapté au contexte d'usine du futur, car les dispositifs du sondeur sont assez petits et peuvent facilement être embarqués sur tout équipement mobile tel qu'un drone. Dans ce premier travail, nous avons réalisé une estimation statique du canal. Cependant, il est à noter que notre système de sondage est capable de mesurer d'autres caractéristiques du canal telles que le spectre Doppler ou encore l'atténuation moyenne du signal en fonction de la distance. En effet, contrairement à la méthode basée sur le VNA, notre méthode n'est pas limitée en termes de distance de mesures, car il n'y a aucune connexion entre le dispositif d'émission et celui de réception. Ce facteur est très important dans le contexte d'usine du futur étant donné que les environnements industriels sont généralement de grande dimension. Enfin, grâce à la miniaturisation des équipements radios logicielles comme USRP E310, il est possible de faire un sondage de canal temps réel. Typiquement, le sondeur pourrait être embarqué sur des opérateurs humains dans le contexte d'usine du futur.

Actuellement, nous travaillons sur l'adaptation de notre sondeur pour une bande d'analyse de 80 MHz. Nous allons également effectuer le sondage d'une ligne d'assemblage final du groupe Airbus via la méthode proposée afin de proposer un modèle de canal de propagation.

Références

- [1] C. Wu, H. Yan and H. Huo, "A multi-channel MAC protocol design based on IEEE 802.15.4 standard in industry", IEEE International Conference on Industrial Informatics (2012) pp 1206-1211.
- [2] P. A. Bello, "Characterization of randomly time-variant linear channels", IEEE Transaction on Communication Systems 11 (1963) pp 360-393.
- [3] J. D. Parsons, D. A. Demery and A. M. D. Turkamani, "Sounding Techniques for Wideband Mobile Radio Channels: a review", IEE Proceeding (1992) pp 437-446.

- [4] W. G. Newhall, "Wideband propagation measurement results, simulation models, and processing techniques for sliding correlator measurements systems", Master thesis in Electrical Engineering, Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University (2002).
- [5] D. C. Cox, "Delay-doppler characteristics of multipath propagation at 910 MHz in a suburban mobile radio environment", IEEE Transaction on Antennas and Propagation (1972) pp 625-635.
- [6] A. Affandi, "Caractérisation et modélisation de la propagation à l'intérieur des bâtiments dans les bandes de 450, 900, 1800, 2400 et 5800 MHz", Thèse de Doctorat en électronique, INSA Rennes (2000).
- [7] S. Salous, N. Nikandrou and N. F. Bajj, "Digital techniques for mobil radio chirp sounders", IEE Proceedings Commun (1998) pp 191-196.
- [8] S. Haese, C. Coston, C. Moullec and K. Sayegrih, "High resolution spread spectrum channel sounder for wireless communication systems", Processing on ICPWC'99 (1999) pp 170-173.
- [9] S. S. Ghassemzadeh and V. Tarokh, "UWB path loss characterization in residential environments", In IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, Philadelphia (2003) pp 501-504.
- [10] S. M. Lopez, A. J. Braga, H. El Arja, B. Huyart and J. C. Cousin, "High-Resolution Estimation using a Chirp Signal for Mobile Wideband MIMO Channel Sounding", European Transactions on Telecommunication (2007).
- [11] S. Salous, N. Bajj and N. Nikandrou, "Wideband channel characterization with a chirp waveform", IEE colloquium on radio communications at microwave and millimeter wave frequencies (1996) pp 2/1-2/5.
- [12] P. Hoeher, S. Kaiser and P. Robertson, "Two-dimensional pilot-symbol-aided channel estimation by wiener filtering", IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (1997) pp 21-24.
- [13] A. A. M. Saleh and R. A. Valenzuela, "A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation", IEEE Journal on Selected Areas in Communications (1987) pp 128-137.
- [14] A. Ö. Kaya, L. J. Greenstein and W. Trappe, "Characterizing Indoor Wireless Channels via Ray Tracing Combined with Stochastic Modeling", IEEE Transactions on Wireless Communications (2009) pp 4165-4175.
- [15] F. Escarieu, "Etude de la propagation dans les milieux indoor (intérieur des bâtiments) autour de 2 GHz", Thèse de Doctorat en électronique, Université de Poitiers (2002).